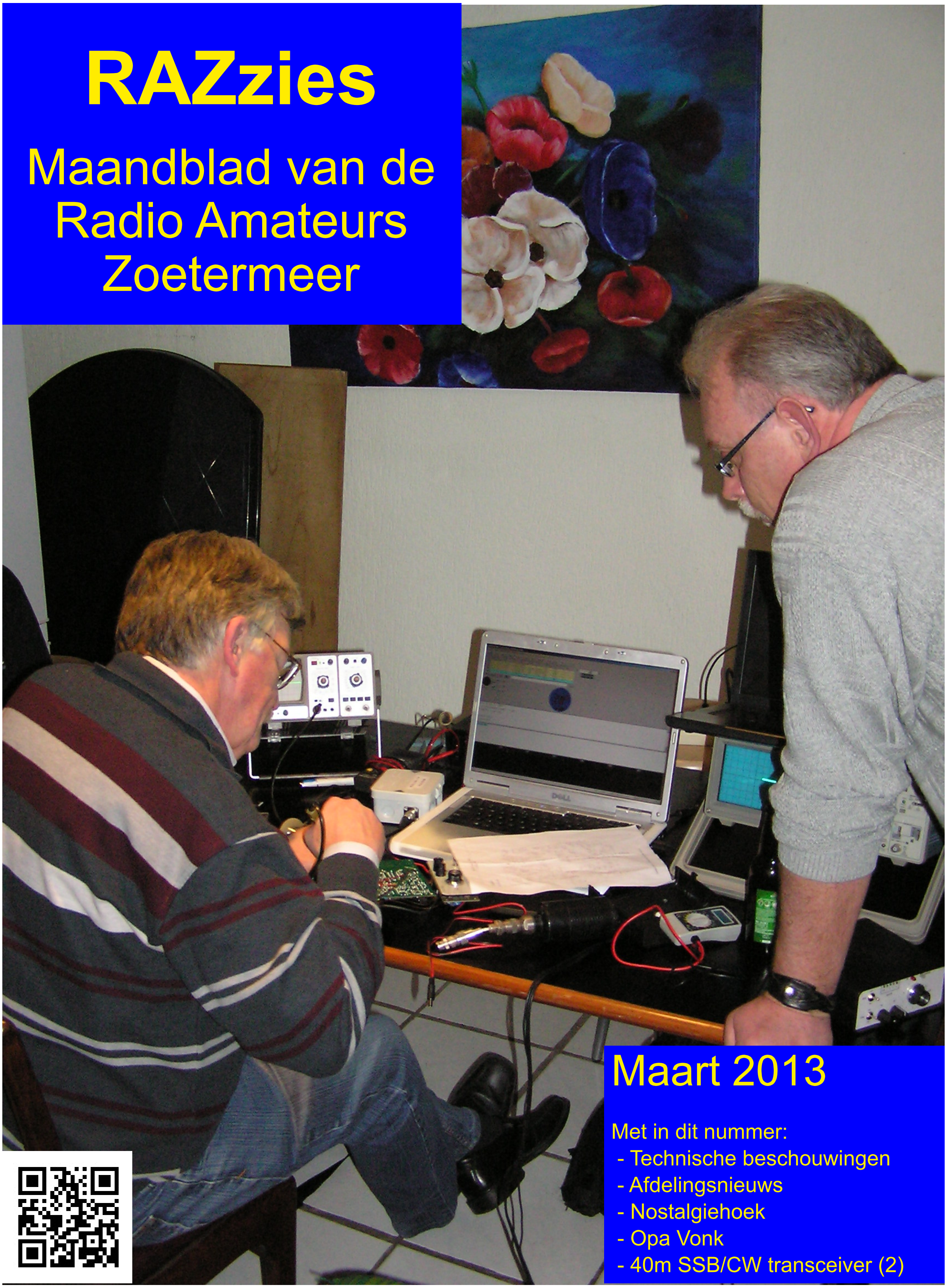
RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Maart 2013

Met in dit nummer:

- Technische beschouwingen
- Afdelingsnieuws
- Nostalgiehoek
- Opa Vonk
- 40m SSB/CW transceiver (2)

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Afgelopen maand een onverwachte mail van het AT: of alle zendamateurs mee willen doen aan een enquete over de dienstverlening van het AT, en nog wat meningen willen geven over een paar items. Sowieso vreemd dat zoiets van een totaal onbekend email adres komt (Wie is in vredensnaam m.de.weerd@duomarketresearch.nl??) zonder vooraankondiging, en ik ken dan ook amateurs die het ongezien de spambox ingooiden. Enige vorm van humor kan je het AT niet ontzeggen. Eerst zo'n beetje alle dienstverlening elimineren en dan vragen hoe je de dienstverlening vindt. Afijn, ik heb mijn maatschappelijke plicht gedaan en misschien hebben ze er nog wat aan ook.

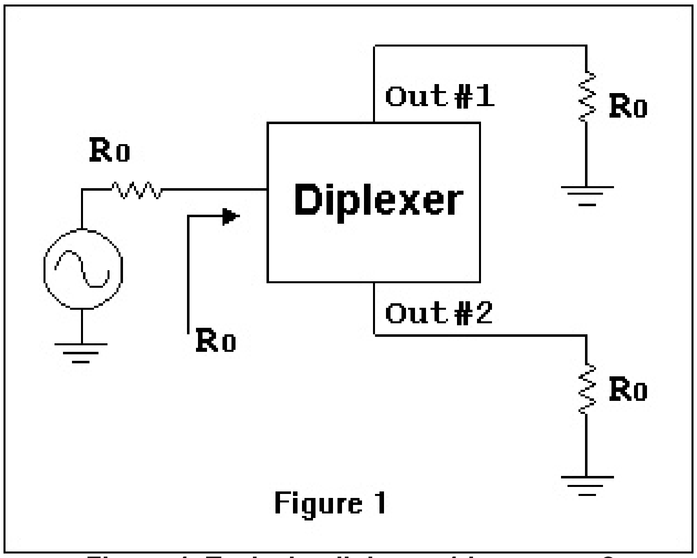
De oproep voor wat kopij voor de RAZzies is tot nu toe onbeantwoord gebleven. Het maken van een blad is best leuk werk, het helemaal in je eentje moeten doen is een belasting die steeds zwaarder gaat wegen. Heb je iets gebouwd, iets te vertellen of iets anders waarvan je denkt dat het je mede-amateurs interesseert: stuur het op. Bewerken doet de redactie wel, je hoeft er zelf geen kunstwerk van te maken. Alle beetjes helpen...

Inmiddels is het alweer maart, gaat de zomertijd deze maand in, en is de expeditiecrew zich aan het voorbereiden op de reis naar Liechtenstein. Behalve dat daar niets is (op onze vorige locaties stond alvast een beam en in de Morokuliën zelfs een compleet antennepark voor de lage banden), is ook de locatie niet echt gunstig: in een 200m breed dal. Daar moet met de antennes rekening mee gehouden worden. Daarnaast denken we ook aan SOTA-activatie en moet er natuurlijk nog wat gebouwd worden. In de volgende uitgave kunnen we daar meer over vertellen. Voor nu: veel leesplezier met de maarteditie van de RAZzies!

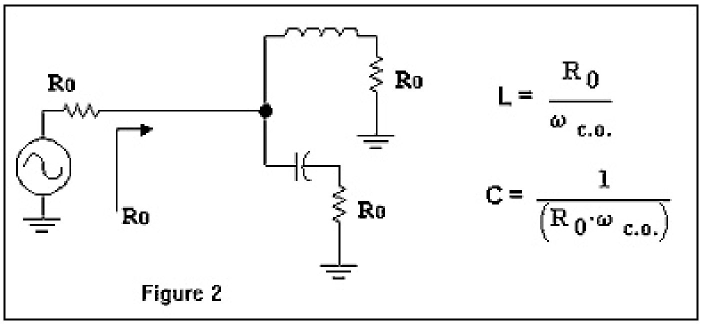
Technische beschouwingen: Diplexers

De gebruikelijke versterker is een schakeling met twee poorten. Dat wil zeggen: de versterker beschikt over een ingangspoort met twee aansluitingen en een uitgangspoort met eveneens twee aansluitingen. Eén aansluiting (massa) kan door beide poorten gedeeld worden. Veel filters zijn ook schakelingen met twee poorten, zoals de ladderfilters die we vaak toepassen. Maar andere schakelingen hebben drie of zelfs nog meer poorten. Een bekend voorbeeld daarvan is een mixer, die drie poorten heeft. Een ander voorbeeld van een schakeling met drie poorten is een diplexer. Dit lineaire netwerk is meestal ontworpen rond twee verschillende filters met elk twee poorten waarbij één poort van elk filter parallelgeschakeld is om zo een ingangspoort te vormen. Zie figuur 1 ter verduidelijking. Het doel van een diplexer is gewoonlijk om een constante impedantie aan de ingang te presenteren, ook al gebruiken we over het algemeen maar één van de twee uitgangen om signaal af te nemen. De

eenvoudigste uitvoering van een diplexer is uitgevoerd als een set van 1 element filters: een laagdoorlaatfilter en een hoogdoorlaatfilter. Dit is te zien in figuur 2.



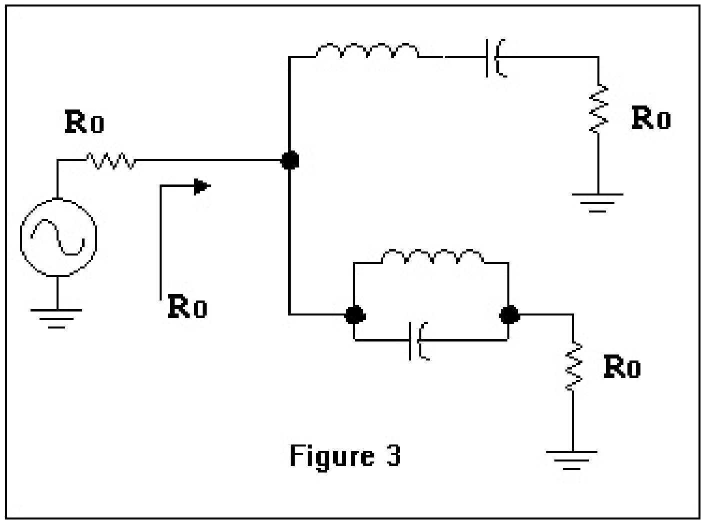
Figuur 1. Typische diplexer: 1 ingang en 2 (frequentieafhankelijke) uitgangen.



Figuur 2. Diplexer met een laag- en een hoogdoorlaat-filter

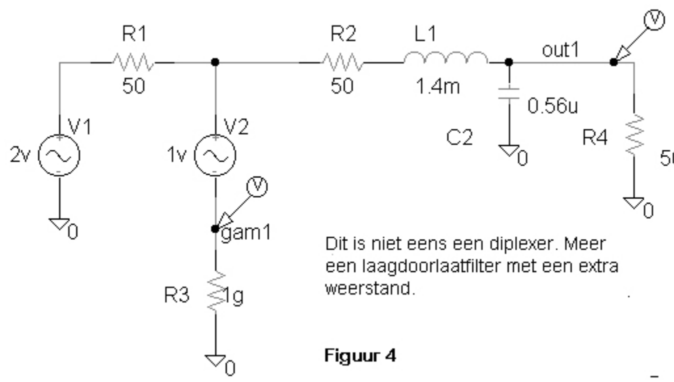
De vergelijkingen geven de L en C waarbij een perfecte aanpassing optreedt. De hoekfrequentie wordt de cross-over frequentie genoemd. Een bekend voorbeeld is de cross-over zoals die in geluidssystemen toegepast wordt. Het netwerk dat de signalen spitst is een diplexer. Hier is een voorbeeld waar beide uitgangen gebruikt worden. Een uitvoering van een diplexer is de bandpass/band-stop combinatie. Dat is te zien in figuur 3.

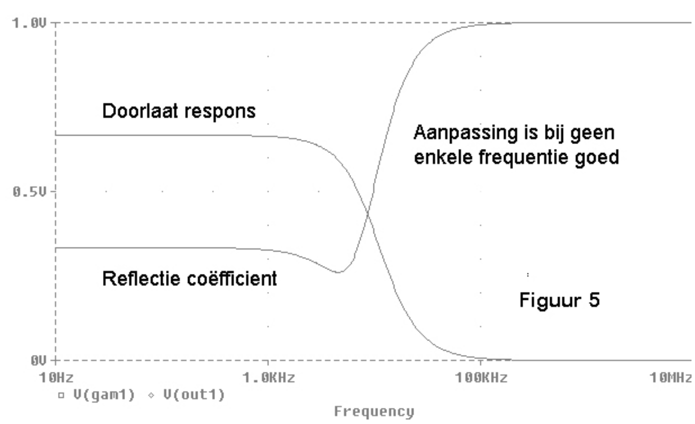
Laten we nog eens wat voorbeelden bekijken; sommige die werken maar ook een paar die dat niet doen. Om te beginnen kijken we naar een audio diplexer die achter een product detector geplaatst is in een DC ontvanger (waar DC staat voor Direct Conversion, niet gelijkspanning). De belasting die hier belangrijk is wordt gevormd door de eerste audio trap, en die heeft een



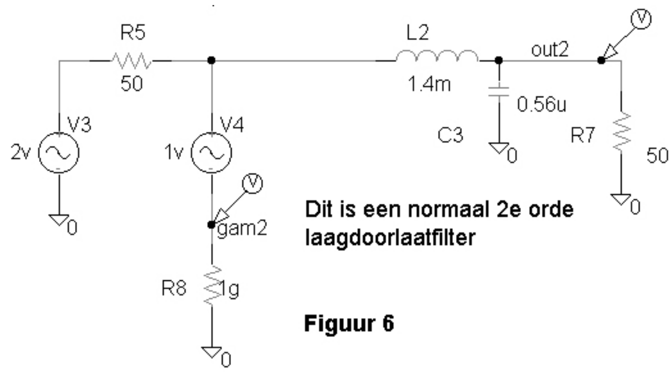
Figuur 3. Bandpass/band-stop configuratie.

ingangsimpedantie van 50 Ohm. De gebruikte diplexer wordt getoond in figuur 4. Merk op dat dit niet een combinatie van filters is. Het ziet er meer uit als een laagdoorlaatfilter met een extra weerstand. De respons van deze schakeling is te zien in figuur 5. Het zendersignaal komt nooit aan de gewenste 1 volt in de doorlaat van het laagdoorlaatfilter terwijl de aanpassing, weergegeven als reflectie coëfficient, nooit in de buurt van de gewenst nul komt. De respons lijkt meer op een verliesgevend laagdoorlaatfilter.

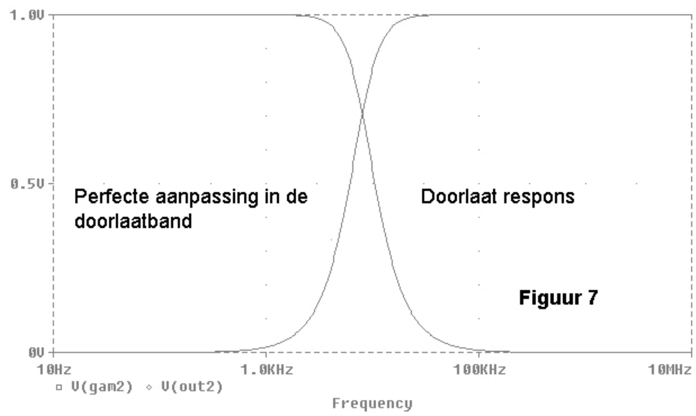




De normale filterschakeling zonder de extra weerstand zie je in figuur 6. De bijbehorende respons zie je in figuur 7. Nu zie je dat het zendersignaal aan de 1 komt terwijl de reflectie naar nul gaat, beiden binnen de doorlaatband. Het zendersignaal gaat naar nul en de reflectie naar 1 in de stopband.

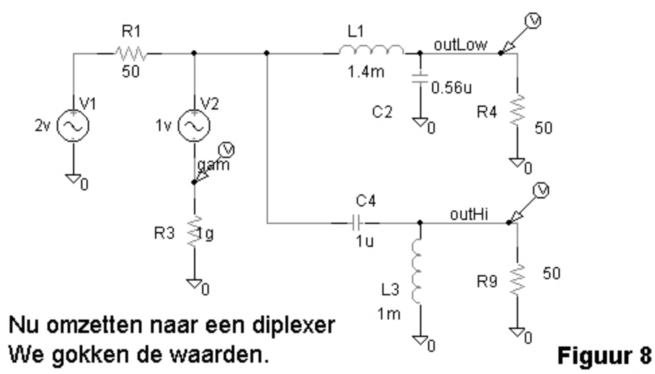


Figuur 6

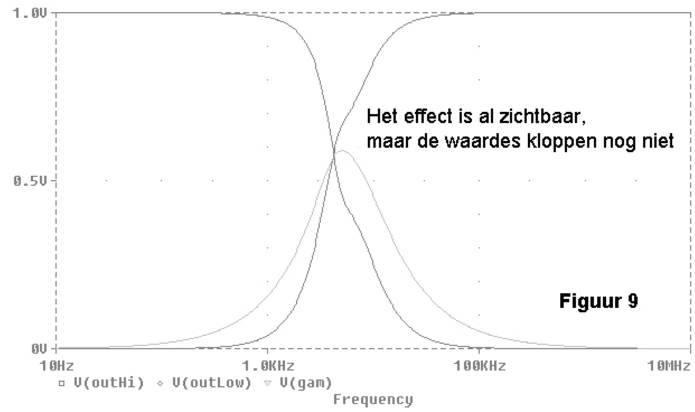


Figuur 7

Laten we nu eens proberen een diplexer te maken met een laag- en een hoogdoorlaatfilter. Het resultaat zie je in figuur 8 waar we de componentwaarden gegokt hebben. De respons zie je in figuur 9, met de verwachte hoogdoorlaat en laagdoorlaat karakteristieken die je zou verwachten. De aanpassing bij de frequentie-uitersten is goed, maar slechts zo-zo in het cross-over gebied.

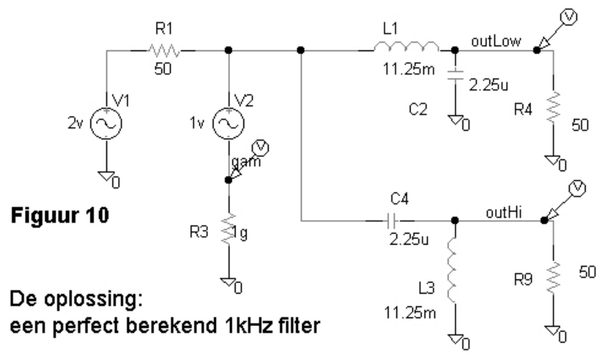


Figuur 8

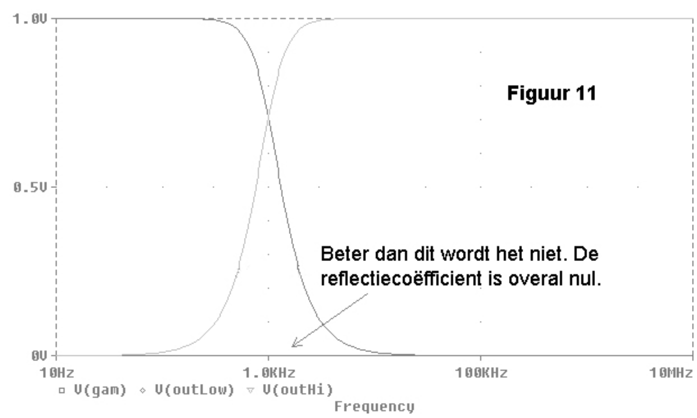


Figuur 9

Kijken we nu naar een zorvuldig ontworpen paar filterelementen. De schakeling in figuur 10 is het uiteindelijke resultaat. De bijbehorende respons zie je in figuur 11. Bijna niet te zien, omdat de respons met de randen van de grafiek samensmelten. Maar: de reflectie is nul en is dat overal. Dit filter werd ontworpen voor een 1 kHz cross-over frequentie, dus deze kan gemakkelijk omgerekend worden naar andere frequenties.

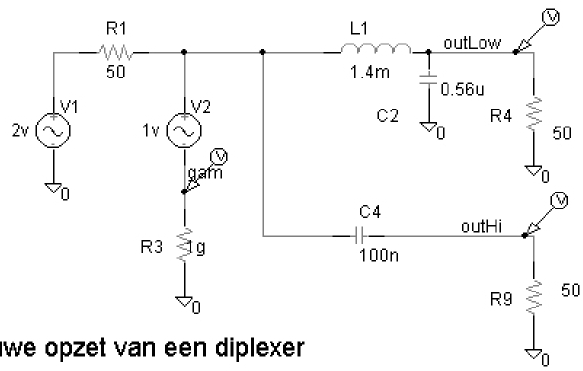


Figuur 10



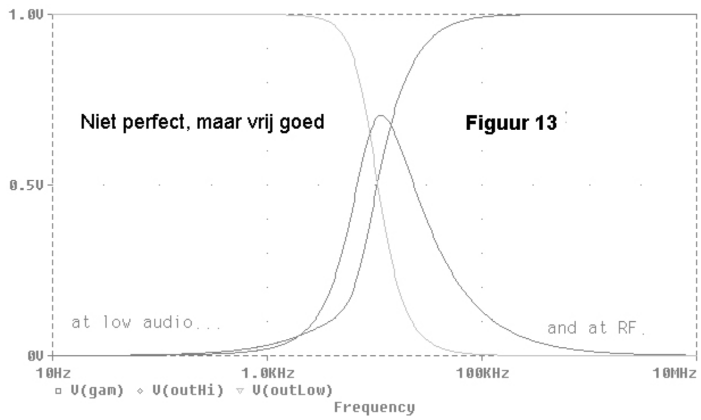
Figuur 11

Figuur 12 is een ander voorbeeld uit de audio wereld. Deze schakeling lijkt veel op een ontwerp dat in het verleden gebruikt is door Roy Lewallen, W7EL in zijn Optimized Rig, hoewel de spoel daar met 100uH kleiner was. De respons van deze diplexer is te zien in figuur 13. Hij is niet perfect, maar zal ongetwijfeld goed werken in diverse ontvanger ontwerpen.

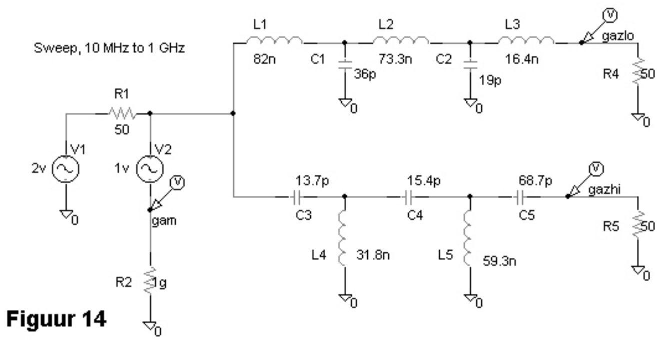


Ruwe opzet van een diplexer

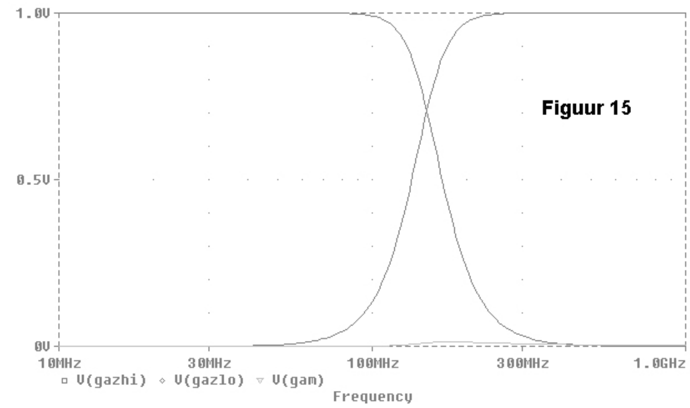
Figuur 12



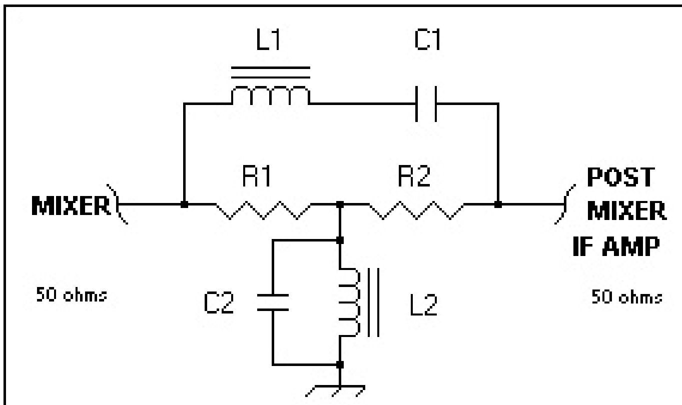
Dan nog een ontwerp voor hogere frequenties. Een 5e orde laagdoorlaatfilter en hoogdoorlaatfilter worden hier gecombineerd. Handig om bijvoorbeeld een VHF en een UHF set op dezelfde antenne aan te sluiten. Of om een VHF antenne en een UHF antenne in de mast te combineren op dezelfde kabel, om dan in de shack met zo'n zelfde filter weer twee sets aan te sluiten. Scheelt toch weer een extra kabel. De filters hebben een cross-over rond 150 MHz. Merk op dat er een kleine reflectie is in het cross-over gedeelte. Dat is waarschijnlijk het gevolg van afrondingen in het ontwikkeltraject. Zie figuren 14 en 15 voor schema en respons grafiek. Nic Hamilton, G4TXG heeft in zijn artikel "Improving Direct Conversion Receiver Design" in de Radio Communications van april 1991 daar uitgebreid over geschreven.



Figuur 14



maken met bijvoorbeeld de dode kever methode. Weerstanden R1 en R2 presenteren een 50 ohm impedantie aan de mixer uitgang en 50 ohm impedantie aan de ingang van de versterker achter de mixer. De middenfrequent wordt doorgelaten door de seriekring, en door de parallelkring - die dan een zeer hoge impedantie heeft - doen de 50 Ohm weerstanden dan niets meer.



T-brug diplexer

Dit is een uitstekend bandstop/bandpass diplexer die onder de aandacht gebracht is door Joe Reisert W1JR. Deze eenvoudig te bouwen diplexer telt weinig onderdelen en is makkelijk te

Buiten de middenfrequentie wordt HF netjes kortgesloten naar massa en vormen de 50 Ohm weerstanden een perfecte aanpassing van de mixer en versterkerpoorten. Condensator C1 wordt doorgaans opgebouwd door gebruik te maken van de dichtst bij de berekende waarde gelegen standaardwaarde, of door parallelscha-

keling van twee of meer condensatoren waarmee de gewenste waarde bereikt wordt. Hetzelfde geldt voor condensator C2. Voor echt nauwkeurige filtering kan een deel van C1 en C2 of de spoelen L1 en L2 variabel gemaakt worden en afgeregeld worden op de werkbank. De spoelen kunnen gewikkeld worden op ijzerpoeder ringkernen. T50-2 of T50-6 types doen het hier goed. De Q van de spoelen is 1.
Het is mogelijk om een meer algemene diplexer te maken met spoelen met een hogere Q. De hier getoonde diplexer heeft een Q van 1. De feitelijke formules voor het bereken van deze diplexer is veel complexer dan de hiernaast getoonde formules, maar vormen een voldoende goede benadering bij de versie waarbij Q=1. Wil je een Q van 10, dan moet de reactantie van L in de seriekring 10 maal hoger zijn dan die van de C bij resonantie. In de parallelkring moet de reactantie van de gebruikte condensator dan 10 maal hoger zijn dan die van de L bij resonantie.
Vereenvoudigde formule (Q = 1):
R1 en R2 zijn altijd 51 ohm weerstanden.

$$L1 = L2 = \frac{50}{6.283 * f}$$

$$C1 = C2 = \frac{1}{6.283 * 50 * f}$$

Waarbij f de frequentie in MHz is.

Voorbeeld 1: Voor een MF van 9 MHz: L1 en L2 = 0.88 microhenry en C1 en C2 = 350 picofarad

Voorbeeld 2: Voor een MF van 4.92 MHz: L1 en L2 = 1.62 microhenry en C1 en C2 = 647 picofarad

Het is zeker de moeite waard om in transceivers eens met dit soort diplexers te experimenteren achter mixers. De performance van het geheel kan daar een stuk van opknappen doordat de mixerpoort over het hele frequentiegebied 50 Ohm ziet - iets dat in veel transceivers niet het geval is; daar ziet de mixer alleen 50 Ohm op de werkfrequentie, met allerlei nare bijverschijnselen tot gevolg.



Afdelingsnieuws

De PSK31 transceiver kit

Woensdag 13 februari was dan eindelijk de bevalling: alle pakketten die verstuurd moesten worden, werden verstuurd, en de rest werd afgehaald op de clubavond. Na maanden van testen, bouwen, nog meer testen, nog eens bouwen, handleiding schrijven, orders plaatsen en pakketten samenstellen was alles eindelijk de deur uit. Een aantal ophalers begon onder begeleiding van de crew van PI4RAZ meteen met bouwen tijdens de clubavond. In de dagen daarna gonsde het van de activiteit op het RAZ forum van bouwers die ondanks alle zorg en inspanning nog tegen dingetjes aanliepen. Maar met vereende krachten komt het eindresultaat dichterbij. Zo was op 27 maart de eerste meetavond voor de amateurs die al klaar waren met bouwen.

De eerste op de testbank was de set van Jan PD0NLR. Na een tiental seconden aan gestaan te hebben ontplofte het IC in de acculader met een fraaie rookwolk en de lucht van verschroeide onderdelen. Dit tot verbijstering van de meetploeg, omdat de lader in de AAN stand van de transceiver helemaal geen spanning krijgt...

Daar moet een bedradingsfout en/of een sluiting in gezeten hebben. Na de lader losgekoppeld te hebben, werkte de ontvanger tenminste. Ook twee andere sets functioneerden niet meteen: die bleven op zenden staan. Daaronder was de set van Wim PD0JNG. Die is met PA3CNO mee gegaan, en zoals nu blijkt was FET Q1, de 2N7000 aan de ingang defect. We kunnen het niet genoeg benadrukken: Neem antistatische maatregelen als je aan de FETs soldeert! Inmiddels functioneert zijn ontvanger perfect, maar de zender doet het nog niet helemaal zoals het hoort. Ook dat wordt nog wel opgelost.

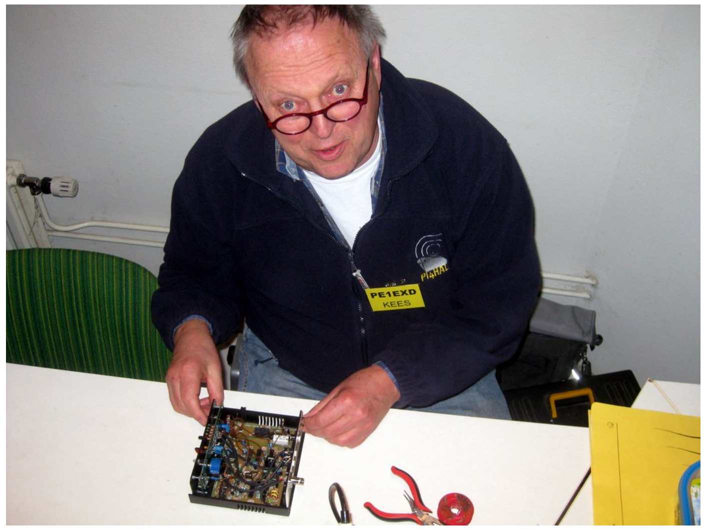


Soms zaten we letterlijk met de handen in het haar...



Hoe nu verder...

Uiteindelijk is er toch nog succes te melden: na wat vergeten doorverbindingen geplaatst te hebben, was het de set van Kees PE1EXD die alles deed waar hij voor gemaakt was. Ontvanger OK, zender werkt, dus die kan de eerste verbindingen gaan maken. Daar bleek nog wel dat de zender minder vermogen levert dan de gebouwde prototypes: 1W maximaal in plaats van 3W. Door de technische ploeg wordt daar momenteel onderzoek naar gedaan: de aandacht richt zich vooral op de BS170's, waarvan het lijkt dat er een slechte (Chinese imitatie?) batch geleverd is. Zodra we daar meer van weten, lees je dat op de facebook pagina van PI4RAZ.



Een trotse Kees PE1EXD met zijn werkende TRX

Afdelingsbijeenkomsten

Aangezien februari 28 dagen had, vallen de afdelingsbijeenkomsten in maart op dezelfde data als in februari. En dat is op 13 en 27 maart. De 13e is de QSL-manager uiteraard weer aanwezig voor het halen en brengen van de QSL-kaarten. Tevens zullen we er weer voor zorgen dat er een meetopstelling beschikbaar is voor het testen en afregelen van de volgende serie PSK-transceivers. Daarnaast is er begeleiding aanwezig voor degenen die op de club verder willen bouwen aan de transceiver. Het is gebleken dat we niet veel meer dan 4 transceivers per testopstelling kunnen testen op één avond, dus zullen we proberen om de volgende keer twee volledige opstellingen in te richten. En onze leesbrillen niet vergeten, anders wordt het weer lasting om de opschriften van de componenten te lezen HI.

Nostalgiehoek



De 6L6 legende

Op 24 maart 2013 viert een van de succesvolste buizen aller tijden zijn 77e verjaardag. Op die dag in 1936 werd de door RCA ontwikkelde en gefabriceerde eindbuis 6L6 in de EIA - JEDEC - ELECTRON TUBE REGISTRATION LIST opgenomen, wat bij Amerikaanse buizen meestal ook de release datum is. De carrière van de 6L6 is werkelijk uniek. Het is de eerste seriematig geproduceerde en tegelijk de beroemdste Beam-Power-Tetrode in de wereld. De volgende foto's tonen verschillende 6L6 typen, waaronder de toendertijd gebruikelijke stalen behuizing (zoals die o.a. ook in mijn B2 replica zit). De fabrikant van de 6L6 op de eerste foto is Sylvania.





Van Sylvania: deze 6L6 GA's; fraaie colaflesjes.



Deze 6L6 GX ook: colaflessen met keramische voet



Net als deze 6L6 GC's.

National kwam met de volgende 6L6 GA:



en RCA bracht onder de merknaam Realistic Lifetime deze 6L6 op de markt:



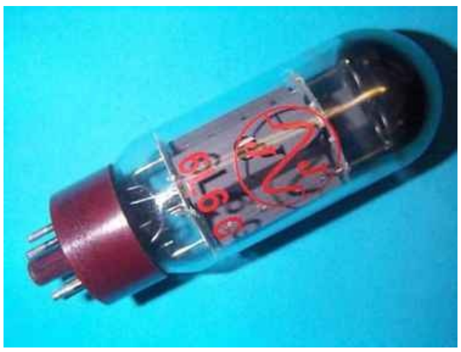
Weer een andere versie van de 6L6 GA kwam van Tungsram, een wat kleiner colaflesje van slechts 11 cm hoog.



Van de firma TungSol kwam de 6L6WGB.
Dat is de militaire versie van de 5881, die ook door Tung-Sol ontwikkeld werd.



Tesla verkocht (onder de later door privatisering verkregen naam JJ Tesla) deze 6L6 G:



In omroepvangers werd de 6L6 vanwege zijn hoge anodedissipatie van 19 W alleen in apparaten van het hogere segment ingezet, maar in de muziek-, PA- en Hifi-wereld werd de 6L6 al meteen vanaf het begin de standaard, en daarnaast werd de buis algemeen ingezet in elektronische- en communicatie-apparatuur voor militaire, civiele en amateurtoepassingen.
Hoewel het de eerste uitvoering van zijn soort is, is hij nooit vervangen door een geheel ander type en hoewel het buizentijdperk al lang voorbij is, wordt hij nog in veel versterkers gebruikt, vooral in de muziekwereld (gitaarversterkers).
Het is een van de weinige buizen die tot op de dag van vandaag nog geproduceerd wordt. Hoewel de buis dus bijna 77 jaar oud is, is hij nog niet aan zijn pensioen danwel het museum toe.

Ter vergelijking: in dezelfde periode werden de Duitse standaard eindbuizen van AL4 veranderd in EL11, EL41 en EL84, waarbij er ook nog tijdelijk de ECL 11, EBL 1, EBL 21 en ECL 86 verkrijgbaar waren, meestal met een andere voet, opbouw of afwijkende gloeispanning (AL 4).
In single-ended klasse A instelling bereikt een 6L6 6,5 W bij 250 V anodespanning en bij 350 V is dat minimaal 10,8 W uitgangsvermogen. Met een paar 6L6-en in push-pull is bij 360 V anodespanning in AB 1 instelling 26,5 W haalbaar en in AB 2 - instelling (met roosterstroom) 47 W uitgangsvermogen.

De latere 6L6 GC haalt bij 450 V in push-pull 55 W uitgangsvermogen zonder roosterstroom. De volgende foto toont zo'n 6L6 GC, van General Electric.



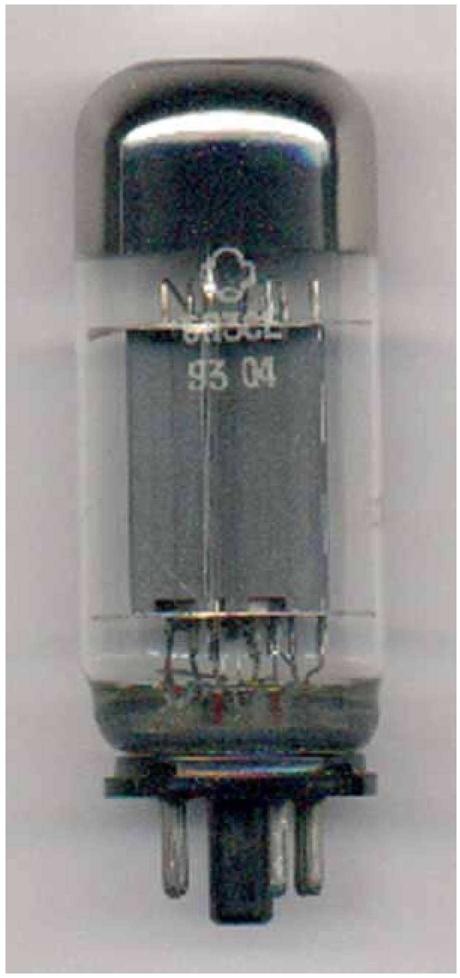
Beam-Power-Tetroden lijken sterk op normale eindpentoden, maar in tegenstelling tot deze laatste bevindt zich tussen schermrooster en anode een stel platen die de elektronen bundelen, en welke net als het remrooster op kathodepotentiaal liggen. Verder hebben het stuurrooster en het schermrooster hetzelfde aantal windingen en liggen ze in elkaars schaduw, wat weer tot minder schermroosterstroom leidt.
Die bundelplaten zijn in de hoofdrichting van de elektronenstroom voorzien van gaten, die de elektronenstroom die van de kathode richting de anode gaat, tot een verhoudingsgewijs smalle straal bundelen. Net zoals een remrooster zorgen ze voor een ruimtelading die de secundaire emissie van de anode terugdringt. Secundaire emissie is het proces waarbij de elektronenstroom die met grote snelheid bij de anode aankomt, op zijn beurt weer elektronen los slaat uit die anode. Daardoor zou een elektronenwolk rond de anode kunnen ontstaan die de hoofdstroom hindert en vervorming veroorzaakt. Om secundaire emissie te vermijden, wordt een kritische afstand in acht genomen tussen anode en schermrooster. De bevesti-

gingspunten van de twee bundelplaten ligt buiten de elektronenstroom, en door de kleine afstand tussen rooster en kathode treedt een grote steilheid op. Net als bij trioden wekken deze buizen vrijwel geen derde harmonischen op, en de schermroosterstroom blijft klein. Desalniettemin lijkt de karakteristiek op een pentode. Met die bundelplaten erbij bevinden zich dan vijf elektroden in het systeem, die ruwweg dezelfde functies hebben als in een pentode, zodat ze in bijvoorbeeld de Duitse literatuur ook meestal onder dat hoofdstuk ondergebracht worden.
Maar in Amerika, vooral bij RCA, noemt men deze buizen echter hardnekkig Tetroden, om duidelijk onderscheid te maken met normale pentoden (en daarmee onder het patent op pentoden uit te komen...)
De karakteristiek van de Beam-Power-Tetroden (BPT) is over het gehele dynamische bereik gelijkmatiger dan die van normale eindpentoden, met als gevolg minder oneven harmonischen - en die zijn juist goed hoorbaar in muziek. Bij oversturing clipt de buis echter scherper dan een pentode, zodat die in dat abnormale geval weer wat in het voordeel zijn.
In de 6L6 wordt een vlakke kathode toegepast, die slechts op het brede gedeelte elektronen uitzendt. Met een overeenkomstig gevormd rooster wordt over het gehele emissievlak een gelijkmatige roosterkathodeafstand gerealiseerd, vergelijkbaar met de europese ovale kathodes zoals die voor het eerst in de AL4 en EL3N toegepast werden.
De volgende foto toont een 6L6GC van Chinese makelij, in de zogenaamde Colafles- of koepelbehuizing. Deze komt uit de Chinese fabriek Shuguang in Changsa. Ter vergelijkig ligt er een stalen 6L6 naast.
Deze kleinere koepel-6L6 is (in totaal) 10 cm hoog en de grootste diameter is 4,3 cm.



De volgende foto's tonen een 6L6 uit de Russische keuken, van fabrikant Sovtec. Het is het type 6L6 WGB, met het Russische opschrift 6P3C-E.





Van de Engelse fabrikant Brimar komt de 6L6 GA:



Fabrikant Raitheon kwam met deze 6L6 G op de markt:



Ook het Japanse Toshiba maakte de 6L6: de foto toont een 6L6 G.



Op de volgende foto is een 6L6 van de Italiaanse fabrikant Fivre (Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche, via Guastalla 2, Milano, Italia) te zien en ook die heeft weer die (tegenwoordig weer zeer gewenste) koepelvorm.



Deze 6L6 is (in totaal) 13 cm hoog en is op zijn breedst 5 cm. Helaas is er met het typisch Italiaanse belastingsstempel, die vroeger op alle Italiaanse buizen aangebracht moest zijn, niet zorgvuldig omgesprongen.



De Italiaanse firma SICTE maakte een 6L6 met dezelfde vorm en bijna gelijke hoogte (12,8 cm). S.I.C.T.E. = Società Italiana Costruzione Tubi Elettronici - Pavia (Italiaanse Maatschappij voor de Fabricage van Buizen - Pavia stad).





China zou China niet zijn als ze niet ook een 6L6 in hun leveringsprogramma hadden: De volgende 6L6 wordt gemaakt in de Chinese stad Shuguang.



Opvallend voor een buis van deze vermogensklasse, maar zeer typerend voor de 6L6, is de buitengewoon dunne kathode, vooral in vergelijking met buizen met veel minder vermogen zoals de AL4. Het gloeidraadvermogen bedraagt slechts 5,67 Watt (= 0,9 A bij 6,3 V).
De Beam Power Tetroden werden vooral in Amerika een geduchte concurrent van de eindpentoden, die daar bijna verdrongen werden. In Europa hield vooral Philips als uitvinder van de pentode zeker in de laagfrequent versterkertechniek nog heel lang vast aan de pentode, bijvoorbeeld met de EL 34 en EL 84.
Telefunken sloeg echter vanaf 1939 met de typen ECL 11 en UCL 11 een andere weg in dan die van de Beam Power Tetroden. Deze buizen hadden geen bundelplaten meer, maar een soort rest-remroosters bestaande uit slechts twee staafjes met smalle metaalstroken ertussen. Bij de lijneindbuizen bleven Beam Power Tetroden echter onverminderd populair.

De BPT werd al in 1933 door EMI/MOV in Engeland ontwikkeld met als doel het pentode-patent van Philips te omzeilen. Men dacht echter dat men die buizen niet zou kunnen maken en verkocht daarom de rechten voor een habbekrats aan RCA - naar later bleek een fatale vergissing.
De eerste 6L6 werd gebouwd in een metalen buis met afmeting MT10A, de grootste maat uit RCA's Octal- (Staal-) metaalbuizenserie met 31,5 mm en 106 mm hoogte en een schijf op 40,5 mm boven de basis, waardoor de buis eruit ziet of hij een hoge hoed op heeft.
Behalve in de originele metaaluitvoering verscheen de buis geleidelijk in allerlei mogelijke glasuitvoeringen, zoals de 6L6G in koepelvorm, in cylindervorm als 6L6 GA, ca. 35 mm x 115 hoog en vanaf de 6L6 GB met bodem van geperst glas en slechts 35 mm x 87 mm hoogte.

Een bijzondere vooruitgang was de 6L6 GC die nu met een maximale anodespanning van 450 V en 30 W anodedissipatie waarvoor grotere anode koelribben nodig waren en daarbij 38 mm x 98 mm hoog was.
In een aantal bijzonder uitvoeringen werd de buis met een andere naam in de handel gebracht, zoals:
- 6AL6 met Apex anodeaansluiting
- 1614 voor toepassing in zenders
- 1619 met directe verhitting 2,5 V, 2 A, verminderde belastbaarheid en steilheid (Zie foto, een 1619 van RCA)



- 1622 voor hoge levensduur
- 1631 met 12,6 V gloeispanning
- 5881 / 6L6WGB in kleine glasbehuizing

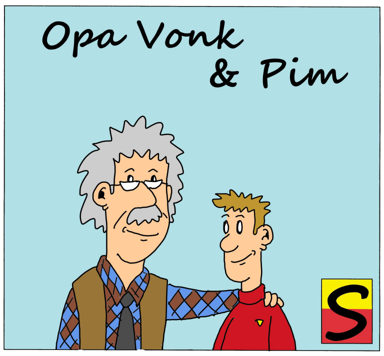
Vanwege het succes van de 6L6 werd deze als uitgangspunt gebruikt voor nieuwere buizen met zeer vergelijkbare opbouw en karakteristieken. De bekendste is wel de legendarische zendbuis 807, met zijn militaire tegenhanger de VT100, voorzien van 9 mm anode topaansluiting, roosteranodeafschermingen, 5-pens UX 5 voet en koepelbehuizing. De volgende foto toont twee naast elkaar staande 807's; links een QE 06/50, = 807 van Siemens, daarnaast een in Rusland gemaakte G 807. De tweede foto toont een VT 100 A. Ook van de 807 zijn vele uitvoeringen en variaties op de markt gebracht, genoeg om nog een heel artikel te vullen. De 6L6 verdient met recht alle lof met zijn krasse 77 jaar. Tot op de dag van vandaag een perfecte eindbuis!



Twee 807's



Een VT100

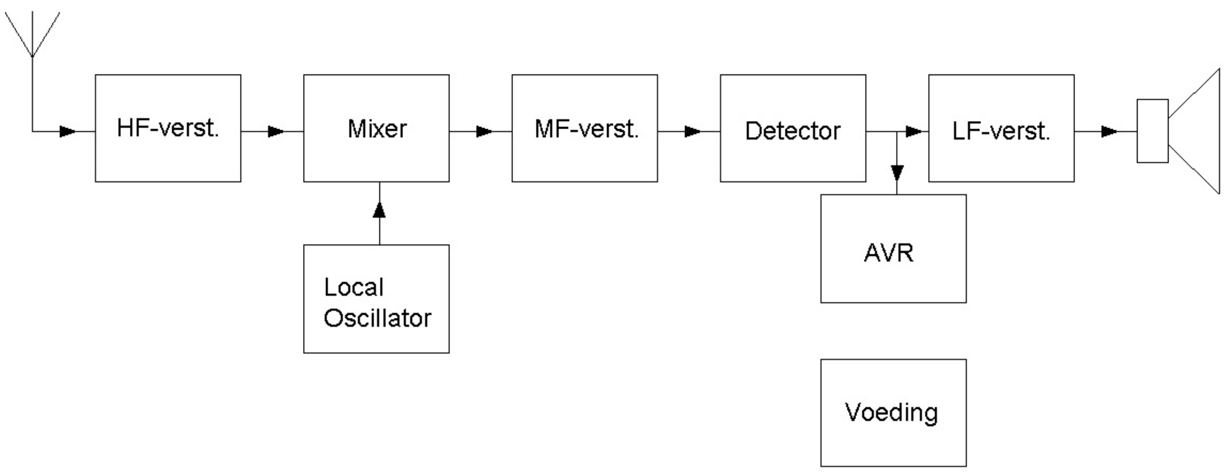


"Opa, ik wilde nog wat vragen over mijn radio", begon Pim tegen Opa die bezig was om een vervaarlijk uitziend apparaat weer in elkaar te zetten. "Wat wilde je weten?" vroeg Opa. "U had het over zo'n superheet dinges waarmee je beter zou ontvangen. Maar hoe werkt dat dan precies?"

"Superheet?", vroeg Opa, even op het verkeerde been gezet. "Oh, superheterodyne, nou begrijp ik 'm. Zoals ik je vorige keer al vertelde, betekent dat feitelijk dat er gemengd wordt. Voor het begrip van hoe een radio werkt, is het denk ik het handigst als je de radio ontleedt in functionele blokken. Dat wil zeggen: een radio bestaat altijd wel uit een aantal delen waarvan de functie te herkennen is. In radio's zitten preselectors om de spiegels buiten te houden, een local oscillator, een mixer, een middenfrequent versterker, een demodulator en laagfrequent versterking. Volg je me nog?", vroeg Opa bezorgd, naar de glazige blik in Pim's ogen kijkend die tijdens Opa's laatste zin ontstaan was. Nou, ja, nee, ik denk het wel. "Laat me even dit apparaat dichtmaken, anders ben ik straks weer de helft van de onderdelen kwijt. Dan duiken we daar straks verder in. Haal jij even een bak koffie voor me, dan gaan we daarna verder", zei Opa. Pim verdween enigszins confuus richting de keuken, terwijl Opa zijn apparaat dichtschroefde. "Tadaaaaa!!", schalde Pim door Opa's piephok waardoor Opa zijn schroevendraaier van schrik liet vallen. "Gloeiende gloeiende ggg... gloeidraden! Wat is er?" vroeg Opa verschrikt. "Ik heb onderdelen voor een superheterodinges ontvanger!" riep Pim.



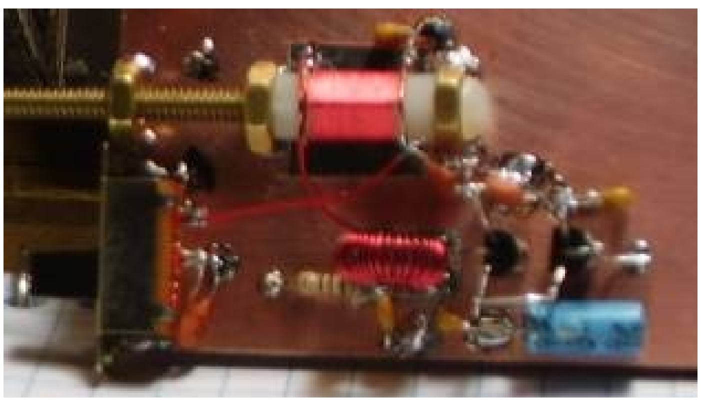
"*Zucht*. Ik geloof dat ik iets te hard van stapel liep met al mijn kreten over spiegels en mixers. Dit zijn niet de spiegels en mixers die in een radio zitten, Pim", zei Opa. "Laten we maar even bij het begin beginnen. Zoals je vorige week hebt gemerkt, wordt er in je radio een middenfrequentie gebruikt. Dat was omdat we daar makkelijker de bandbreedte van het filter smal kunnen maken dan op de ontvangstfrequentie. En met een smal filter hou je ongewenste signalen die naast het gewenste signaal liggen, uit je ontvangst. Dat noemen we selectiviteit. Een voorbeeld: op de langegolf en middengolf zitten stations in een raster van 9kHz. Dat wil zeggen dat de zendfrequentie van een station altijd een veelvoud van 9kHz is. Met de komst van digitale frequentie opwekking was het makkelijker als de stations zo verdeeld werden. Daarom moest ook die goeie ouwe langegolfzender van Droitwich, die altijd op 200kHz zat, naar 198kHz verhuizen. De maximale bandbreedte van AM zenders is in Amerika beperkt tot 10kHz. En aangezien een AM signaal bestaat uit twee gelijke zijbanden op gelijke afstanden van de draaggolf zoals we gezien hebben, is de maximale toonhoogte die uitgezonden mag worden gelijk aan 5kHz. Dat is voor hifi begrippen niet hoog, maar in de tijd dat dit vastgesteld werd, zo rond 1920, waren veel grammofoons, microfoons en luidsprekers niet veel beter dan dat". "Grammofoon?", vroeg Pim. "Oh, jullie zeggen pick-up of platenspeler geloof ik. Zo'n ding waarop je die grote zwarte CD's met groeven draait. In een bepaald gebied worden de frequenties zodanig verdeeld tussen radiostations, dat er nooit twee vlak naast elkaar zitten. Dus de Nederlandse radio 5 op 747 kHz heeft geen buren op 738 of 756 kHz. Is je bandbreedte te groot, dan hoor je het station wat daarnaast zit, door je signaal heen. Daarom wordt dus gefilterd in de middenfrequent. Maar aan de ingang van een radio wordt ook gefilterd. Dat is om een andere reden. Daarvoor kijken we eerst naar de manier waarop de middenfrequent gemaakt wordt. Stel, we luisteren naar radio 5 op 747 kHz. De middenfrequentie is 455 kHz zoals we vorige keer zagen. Om de middenfrequent te kunnen maken, moet het antennesignaal van 747 kHz dus omgezet worden. Dat doen we door het antennesignaal te mixen met een lokaal opgewekt signaal: de Local Oscillator. Bij het mixen van twee signalen ontstaan twee nieuwe signalen: de som en het verschil van de twee signalen. Dat betekent dat we 747 kHz dus moeten mengen met een signaal van 747+455=1202 kHz. Want het verschil van 1202 en 747 is dan dus 455 kHz. Er ontstaat dus ook het somsignaal van 747 en 1202 kHz, en dat is 1949 kHz. Dat wordt dus weggefilterd door het 455 kHz filter. Maar: nu komt het. Er is nóg een signaal wat 455 kHz oplevert na mengen met het 1202 kHz local oscillator signaal: namelijk 1202+455=1657kHz! En omdat 1657kHz 455kHz gespiegeld ligt ten opzichte van 747kHz, noemen we 1657kHz de spiegel van 747kHz. En dát wordt niet weggefilterd door het middenfrequent filter, omdat het resultaat immers eveneens 455kHz is! Dat moet dus weggefilterd worden door filtering aan de antennekant, dus in het hoogfrequent deel. In een oude radio zie je dan ook vaak een ingangskring die meeloopt met de afstemming. Het is tijd om een en ander eens in een tekeningetje te zetten.



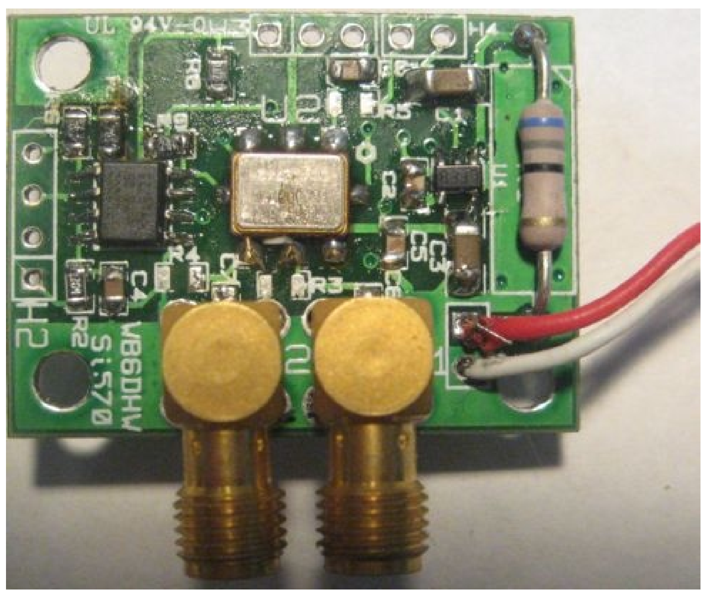
Links begin je bij de antenne, die alle signalen die in de lucht zitten in meer of minder sterke mate toevoeren aan de HoogFrequent versterker. In de praktijk zal je eerst door een filter heen willen, en daarna pas naar de HF versterker". "Waarom dat dan?", vroeg Pim. "Nou, zoals ik al zei, ALLE signalen van de antenne komen aan de ingang van je ontvanger terecht. Daar zitten een hoop signalen bij die je niet wil ontvangen, en die signalen zijn ook vaak nog eens ontzettend sterk. Neem bijvoorbeeld de 40 meter band, waar vlak boven de omroepstations al beginnen. Hoe meer je daar van wegfiltert voordat je je versterker in gaat, hoe beter. Een versterker heeft namelijk beperkingen, met name in zijn lineaire gedrag", zei Opa. "Wat bedoelt U met lineair gedrag?" vroeg Pim. "Lineair wil zeggen dat een toename van het ingangssignaal een gelijke toename van het uitgangssignaal tot gevolg moet hebben. Stop ik twee maal zoveel signaal in een versterker, dan moet er ook precies twee maal zoveel signaal uit komen. Is dat niet het geval, dan is er feitelijk sprake van vervorming. Bovendien is er een plafond aan de versterking: uiteindelijk wordt dat bepaald door zijn voedingsspanning. Dus wil je geen harde signalen waar je toch niets mee doet in je versterker. En daarnaast zorgt het filter aan de ingang voor de noodzakelijke spiegelonderdrukking, zoals ik je net hebt laten zien. Is het signaal in het eerste blokje gefilterd en versterkt, dan kom je bij het tweede blokje: de mixer. Die mengt het antennesignaal met dat van het derde blokje: de lokale oscillator, ook wel Local Oscillator of LO genoemd. Daar komen vervolgens de som- en verschilsignalen van die twee uit. De MiddenFrequent versterker filtert de gewenste frequentie er uit; in jouw radio dus 455kHz, en versterkt dat signaal verder. Het middenfrequent filter bepaalt de selectiviteit van je ontvanger: dat is het vermogen om naastgelegen stations voldoende te onderdrukken. Hier vind je enkelzijband (SSB) filters, AM filters, CW filters of FM filters, en eventueel de Beat Frequency Oscillator om de verdwenen draaggolf bij SSB en CW weer toe te voegen. Elk van die filters heeft zijn eigen bandbreedte om voor een optimale signaalweergave aan de ene kant en een optimale onderdrukking van naastgelegen stations aan de andere kant te zorgen. Zo'n MF-versterker en filter is dus een erg belangrijk deel van je ontvanger. Daarna gaat het signaal naar de Detector. Die haalt het gewenste signaal uit de draaggolf, waarna een laagfrequent signaal overblijft. Daarnaast stuurt de detector vaak ook nog de Automatische Volume Regeling aan. De AVR regelt op zijn beurt de versterking van de MF versterker terug bij sterk signaal, en soms zelfs ook nog de HF versterking. Dat heb ik hier overigens niet getekend. Zou je dat niet doen, dan zou elke keer dat je over de band draait en een sterk signaal tegenkomt, het station uit je luidspreker knallen. Draai je het volume terug, dan heb je kans dat je een zwak station mist als je verder draait. In de meeste ontvangers vind je dus een vorm van AVR die dat voor je oplost. In eenvoudige ontvangers zoals Direct Conversion ontvangers ontbreekt een AVR echter meestal. En als laatste zie je de LaagFrequent versterker, die het geluid op een niveau brengt waarop het weergegeven kan worden door een koptelefoon of luidspreker. Snap je?", besloot Opa zijn betoog. "En wat doet dat blokje Voeding?", vroeg Pim. "Al die blokjes van spanning voorzien, al dan niet gestabiliseerd. Ook een voeding is belangrijk: als je daar geen zorg aan besteedt, kan dat voor veel problemen zorgen. Een voeding moet voldoende stabiel zijn om bijvoorbeeld de Local Oscillator niet van frequentie te laten veranderen, en met condensatoren voldoende kortgesloten voor wisselstroom om onderlinge beïnvloeding van de blokjes te voorkomen", zei Opa. "Nou, dankuwel Opa", zei Pim. "Ik ga in het schema van mijn radio kijken of ik al die blokjes kan herkennen". En weg was hij, met zijn favoriete radio onder zijn arm.

Een 40m SSB/CW transceiver - deel 2

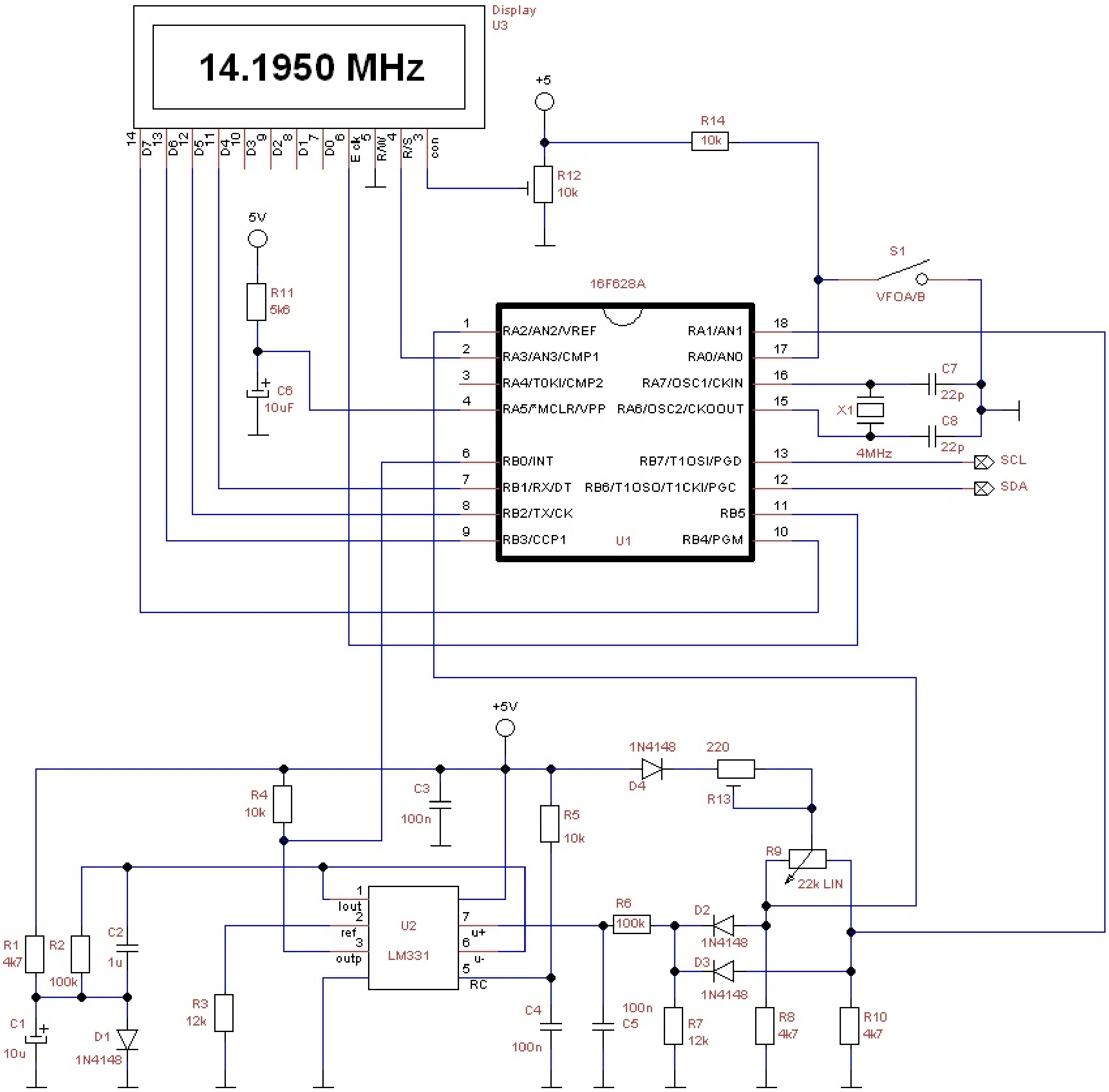
In de vorige RAZzies heb je kunnen lezen hoe de 40m transceiver in elkaar steekt. Het enige missende stukje is nog de afstemming. In het originele ontwerp van KD1JV werd gebruik gemaakt van een PTO: een Permeability Tuned Oscillator ofwel een oscillator die afgestemd wordt door de magnetische eigenschappen van een spoel te beïnvloeden. Op zich is dat een fraaie low-cost oplossing, ware het niet dat ik een paar bezwaren had tegen de oscillator. Om te beginnen de ondermenging die toegepast wordt. De oscillator loopt van 2,7 tot 3MHz om na van 10MHz afgetrokken te zijn 7,3-7MHz op te wekken. Daarnaast was er in de VFO een schakelaartje opgenomen om het CW en phone deel te kunnen bestrijken. Het probleem met een 3MHz VFO is dat naast het mengproduct 10-3 ook het mengproduct 10+3 ontstaat. En 13MHz ligt nog onder de tweede harmonische van 14MHz, waardoor je wel héél goed moet filteren om dat mengproduct er uit te krijgen. Desalniettemin was de PTO best een leuke vonst om onder het schrijnend gebrek aan afstemcondensatoren uit te komen.



Op het - niet al te duidelijke - fotootje is te zien hoe een messing bout in een teflon plug wordt gedraaid waardoor de frequentie van de oscillator verandert. Constructief ook niet te ingewikkeld: het geheel bouw je gewoon via de dode kever methode op een stukje printplaat. Deze oplossing kan in principe voor veel amateurs volstaan. Maar ik zocht - door ervaring met de Bitx20 wijs geworden - naar een wat meer stabielere oplossing. Het probleem met loslopende oscillatoren is dat het ontzettend lastig is om die frequentiestabiel te krijgen. Nou maakt dat voor SSB niet zo heel veel uit; daar kan je wel een stukje weglopen zonder dat het signaal onneembaar wordt. Maar voor CW of digitale modes ligt dat nou eenmaal een stuk gevoeliger. Dus besloot ik een oscillator te maken die op 17MHz werkt, zodat het andere mengproduct (17+10MHz) een stuk makkelijker weg te filteren zou zijn. Maar dat moest natuurlijk wel stabiel zijn... Nou had ik nog de bekende Si570 uit een ander experiment, en besloot deze in te zetten voor de afstemming van de transceiver. Een Si570 is makkelijk zo te programmeren dat hij stapjes van 10Hz maakt, een noodzaak voor CW afstemming. Maar hoe ga je dat aansturen? In de bekende VFO van PA0KLT kan je met drukknopjes de eenheden die je wilt veranderen selecteren. Dat is best handig als je van 10 naar 100MHz wil stappen, maar voor een transceiver is dat verschrikkelijk omslachtig. Dus wat dan. Om te beginnen voor $13 een Si570 interface kit besteld bij WB6DHW, waarmee de op 3.3V draaiende Si570 eenvoudig aan 5V computersignaaltjes geknoopt kan worden.



De interface kit komt compleet met print en alle elektronica, maar zonder de Si570 (maar die had ik al) en zonder de HF connectors.



Voor de aansturing werd de bekende PIC 16F628a gebruikt, zoals in bovenstaand schema te zien is. Let even niet op de frequentie op het display; dat staat standaard op het symbool voor een display in mijn TinyCad library. Het idee van deze afstemming was het gebruik van een voltage-to-frequency converter, gevormd door U2, een LM331. Wat dat IC concreet doet is een ingangsspanning vergelijken met een referentie. Naarmate de spanning boven de referentie uitkomt, gaat het IC een steeds hogere frequentie produceren, bepaald door C4 en R5. Je ziet dat de loper van potmeter R9 gevoed wordt via een diode en een instelpotmeter. In de middenstand van de potmeter zien beide dioden D2 en D3 dezelfde spanning, waarvan aan de kathode niet genoeg overblijft om de LM331 pulsen te laten opwekken. De PIC kijkt met een comparator mee op D2 en D3. Wordt de potmeter naar links gedraaid, dan gaat diode D2 geleiden en wordt de spanning op de LM331 hoger. Pin 1 van de PIC is nu hoger dan pin 18, en daarom weet de PIC welke kant de potmeter opgedraaid is. De LM331 begint nu pulsen te genereren die op pin 6 van de PIC terecht komen. Daardoor wordt een interrupt gegenereerd en de PIC vertelt de Si570 dat de frequentie omlaag moet. Hoe meer pulsen, hoe harder de frequentie omlaag loopt.

Andersom, als de potmeter rechtsom gedraaid wordt, gaat D3 geleiden. Voor de LM331 maakt het niet uit via welke diode hij zijn spanning krijgt; als die maar omhoog gaat. De PIC ziet nu dat pin 18 hoger is dan pin 1, en daardoor gaat hij de frequentie nu verhogen in plaats van verlagen. Afstemmen doe je dus door de potmeter vanuit het midden naar links of naar rechts te bewegen. Instelpotmeter R13 bepaalt de dode zone waarin de potmeter niets doet.

Afstemmen met VtoF

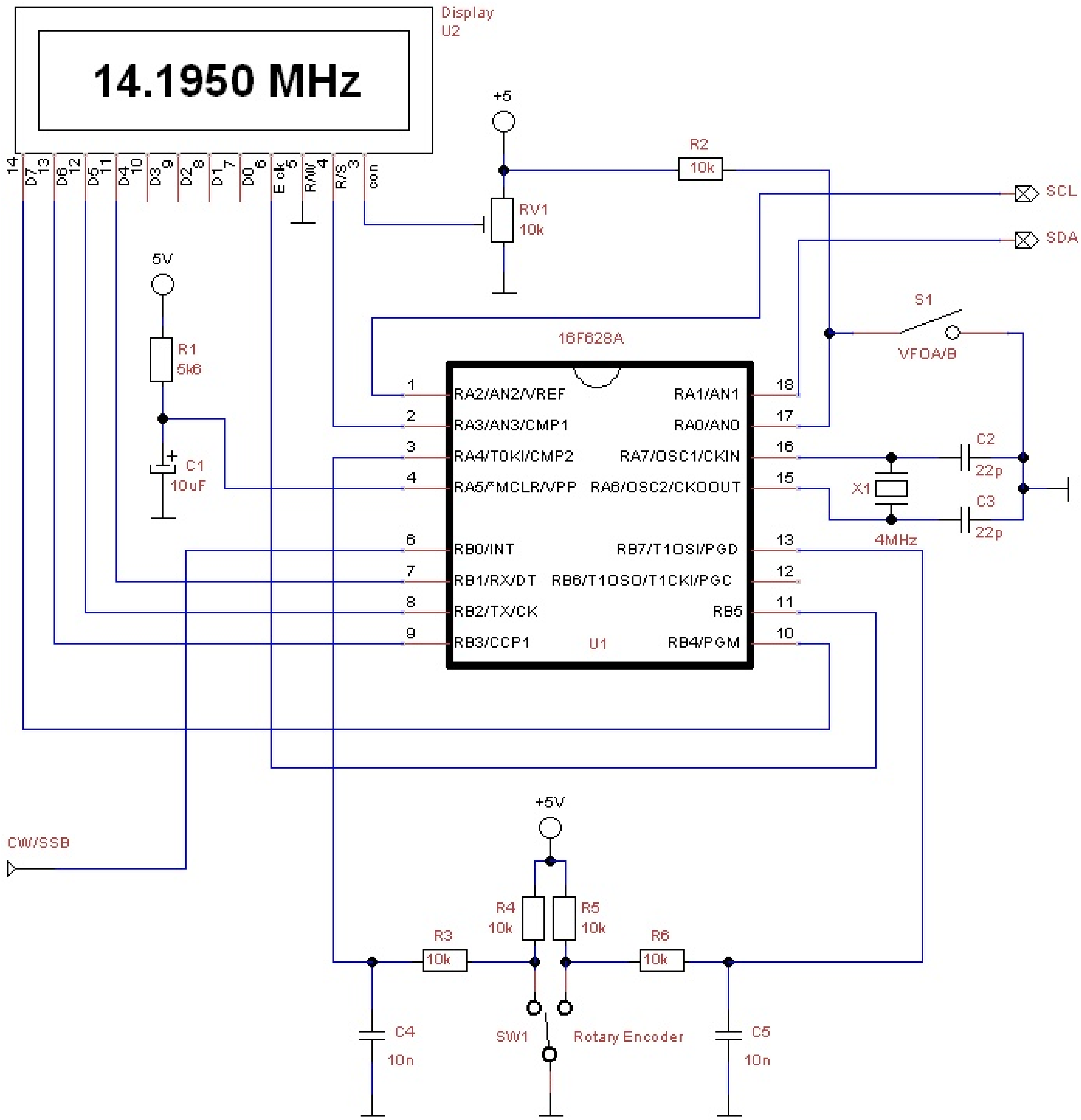
Het werkte. Maar was het handig? Niet echt. Als je al 50 jaar aan knoppen draait, voelt deze manier van afstemmen heel onnatuurlijk. In het begin gaat het nog wel: je wil van 7130 naar 7010 (LSB naar CW) en geeft de potmeter een zwaai linksom. Kom je in de buurt van de gewenste frequentie, dan draai je voorzichtig naar het midden zodat hij steeds langzamer gaat lopen. Maar om de frequentie dan precies op 7010 te krijgen, is nog een hele toer. Hij schiet er snel overheen en dan moet je voorzichtig met de potmeter aftasten op welk punt de LM331 weer pulsen begint te maken. Omslachtig.

Maar wat dan? Dat geklooi met drukknopjes vond ik geen optie. Het idee kwam toen we in een ochtendronde op de repeater over dynamische snelheidscontrole aan het filosoferen waren. Wat nou als je de snelheid waarmee afgestemd wordt, laat afhangen van de snelheid waarmee aan een rotary encoder gedraaid wordt. Het idee leek me wel wat, dus werd een rotary encoder aangeschaft (zo'n potmeterachtig geval met drie pootjes die twee pulstreinen produceert die 90 graden uit fase zijn. Daarmee kan je de richting van het draaien bepalen). De encoder geeft 24 pulsen per omwenteling. Dat betekent met 10Hz stappen 240Hz per omwenteling. Dat is 833 keer draaien om de hele 40m band door te komen. Met 100Hz stapjes is dat 83 keer draaien, en met 1kHz stappen nog maar 8 keer draaien...

Zoiets moest het worden. Het schema werd overhoop gegooid, en de LM331 met bijbehorende componenten werd vervangen door de rotary encoder met voldoende denderonderdrukking. Zie het schema op de volgende pagina. Merk op dat er een hoop pootjes verwisseld zijn. De SCL (Si570 CLock) en SDA (Si570 DAta) aansluitingen zijn verhuisd, de pulsingang op pin 6 van de PIC is vervangen door een lijntje uit de transceiver die aangeeft of hij in CW of SSB mode staat (is belangrijk voor de frequentieopwekking, kom ik later op terug), en de rotary encoder is nu verbonden met aansluitingen 3 en 13 van de PIC. Dat was nodig omdat ik de Interrupt-on-Change functie van de PIC wilde gebruiken en die werkt maar op een bepaald aantal lijnen, en dan ook nog eens tegelijk. Ik moest er dus zeker van zijn dat er alleen een interrupt gegenereerd zou worden als aan de encoder gedraaid wordt, en niet om een andere reden.

Dynamische afstemming

Om dynamische afstemming te kunnen realiseren, laat ik in de PIC een timer lopen. Die telt tot maximaal 65535 en zet daarna een vlaggetje dat hij over de kop gegaan is. Bij de eerste puls van de encoder kijkt hij naar het vlaggetje. Staat die 1, dan ben ik kennelijk al even niet aan de afstemknop geweest en begin ik net met draaien. Ik zet het vlaggetje op 0 en maak een stap van 10Hz. Bij de volgende puls kijk ik waar de teller staat. Is deze nog onder de 200, dan ben ik kennelijk snel aan het draaien en maak een stap van 1kHz. Is hij groter dan 200 maar kleiner dan 2000, dan maak ik een stap van 100Hz. En bij meer dan 2000 (maar niet meer dan 65535) wordt de stap 10Hz. Na die check zet ik de timer weer op nul en wacht op de volgende puls. In de praktijk werkt het prima. Draai ik rustig aan de knop, dan maakt hij 10Hz stapjes, wat voor CW afstemming wel prettig is. Voor SSB zou dat nog best een beetje sneller mogen. Maar draai je iets harder, dan begint hij 100Hz stapjes te maken en kan je comfortabel een SSB station zoeken. En wil je de band over, dan zwengel je even fiks aan de knop en ben je



inderdaad met een paar draaien aan de andere kant van de band. Dit voelt een stuk natuurlijker.

CW correctie

Er was nog één puntje wat nog niet naar mijn zin was. De zender is eigenlijk geen CW zender, maar moduleert een toontje van 600Hz in LSB. Als ik dus mijn set afgestemd heb op 7010 kHz, wekt de zender eigenlijk een draaggolf op op een frequentie van 7010-0.6=7009.4 kHz. Feitelijk zit ik dus met seinen 600Hz naast de frequentie die het display aangeeft. Staat er op het DX cluster dat er wat leuks te horen is op 7010 kHz, dan moet ik dus op 7010.6 kHz afstemmen om het station te kunnen horen. Dat is niet handig. Dus werd uit de set het CW/SSB schakelsignaal naar pin 6 van de PIC geleid, zodat deze ziet in welke mode de transceiver staat. Is dat CW, dan schroeft hij inwendig de 17MHz oscillator van de Si570 600Hz omhoog.

En daarmee klopt de draaggolf die in CW opgewekt wordt, weer met wat op het display staat.

Dual VFO

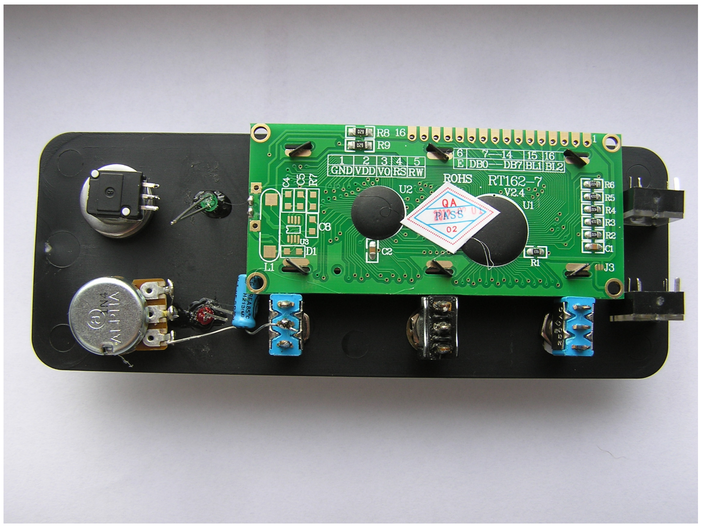
In beide schema's is te zien dat er een schakelaar VFO A/B verbonden is met pin 17 van de PIC. Aangezien de VFO volledig elektronisch is, biedt dat alle ruimte om misbruik te maken van de interne geheugens. Om te beginnen wordt de frequentie op het display opgeslagen in het interne (niet-vluchtige) geheugen van de microprocessor als deze circa 10 seconden niet veranderd is. Zet je de set aan, dan komt hij dus terug op de laatst gebruikte frequentie. Zou je aan de afstemknop draaien en dan de set binnen 10 seconden uitzetten, dan komt hij terug op de frequentie van vóór het draaien aan de knop. Die 10 seconden is ingelast om niet steeds in het geheugen van de processor te hoeven schrijven. Het aantal schrijfacties naar het geheugen is namelijk eindig, en het is niet noodzakelijk om elke frequentiewijziging meteen naar het geheugen te schrijven. Intern zijn er twee geheugens waartussen met de schakelaar gekozen kan worden. Handig om snel van het SSB naar het CW bandje te kunnen schakelen. Later is het schema op dat punt iets aangepast: de schakelaar werd vervangen door een exemplaar met middenstand, en de schakelcontacten werden verbonden met de massa en de +5V. De weerstand R2, die in het schema nog naar de voeding loopt, is nu verbonden met de Transmit lijn. Het gevolg? Staat de schakelaar in één van de uiterste standen, dan is pin 17 verbonden met massa of met +5V. Maar staat hij in de middenstand, dan volgt hij via R10 de Transmit lijn. Resultaat: Split werken! Kan altijd handig zijn.

Praktijkervaringen

Mijn opzet was om een SSB transceivertje te maken die ook CW kan, omdat ik vrijwel geen portable SSB zendertjes heb. De nadruk ligt dan ook op SSB gebruik; het is geen CW transceiver bij uitstek. Maar het kan natuurlijk wél. Ik heb er diverse CW verbindingen mee gemaakt. De Narrow stand, waarbij een extra 600Hz bandpass filter ingeschakelt wordt, helpt dan wel om naastgelegen signalen te verzwakken. Geen van mijn tegenstations heeft ooit gemerkt dat ik niet met een geschakelde draaggolf, maar met een met 600Hz gemoduleerde SSB transceiver werk. En anders hebben ze me het niet verteld HI. Zeker in CW werk je moeiteloos heel Europa. En SSB? Ik ben niet ontevreden. De 40m band is over het algemeen overbevolkt met stations met grote ellebogen, en dan ben je een roepende in de woestijn met 5-7W aan vermogen. Maar ook dat gaat prima. Tijdens de zomer, in de ontwikkelfase van deze set, zijn er diverse verbindingen met Gert F/PE0MGB in Frankrijk geweest, en daarbij deed het signaal niet onder voor de met 100W werkende amateurs. 7W scheelt bijna 12dB met 100W en is dus 2 S-punten lager. Komt ik met 100W S9+10 binnen in Frankrijk, dan is dat nog steeds bijna S9 met 7W. Ook mijn antwoord op het CQ van een Spaans station leverde verbazing: ik was dik S9 met mijn draadje in de boom, waar hij met 200W in een monoband beam zat. Kortom: een heel leuk setje om zowel SSB als CW verbindingen mee te maken. Door de softwarematige opzet van de afstemming kan je desgewenst allerlei extra mogelijkheden programmeren: geheugenkanalen, scanner - net wat je wil. Voor mij gaat het om de basics en ik vind twee VFO's al luxe. De software voor de microprocessor is beschikbaar voor geïnteresseerden.



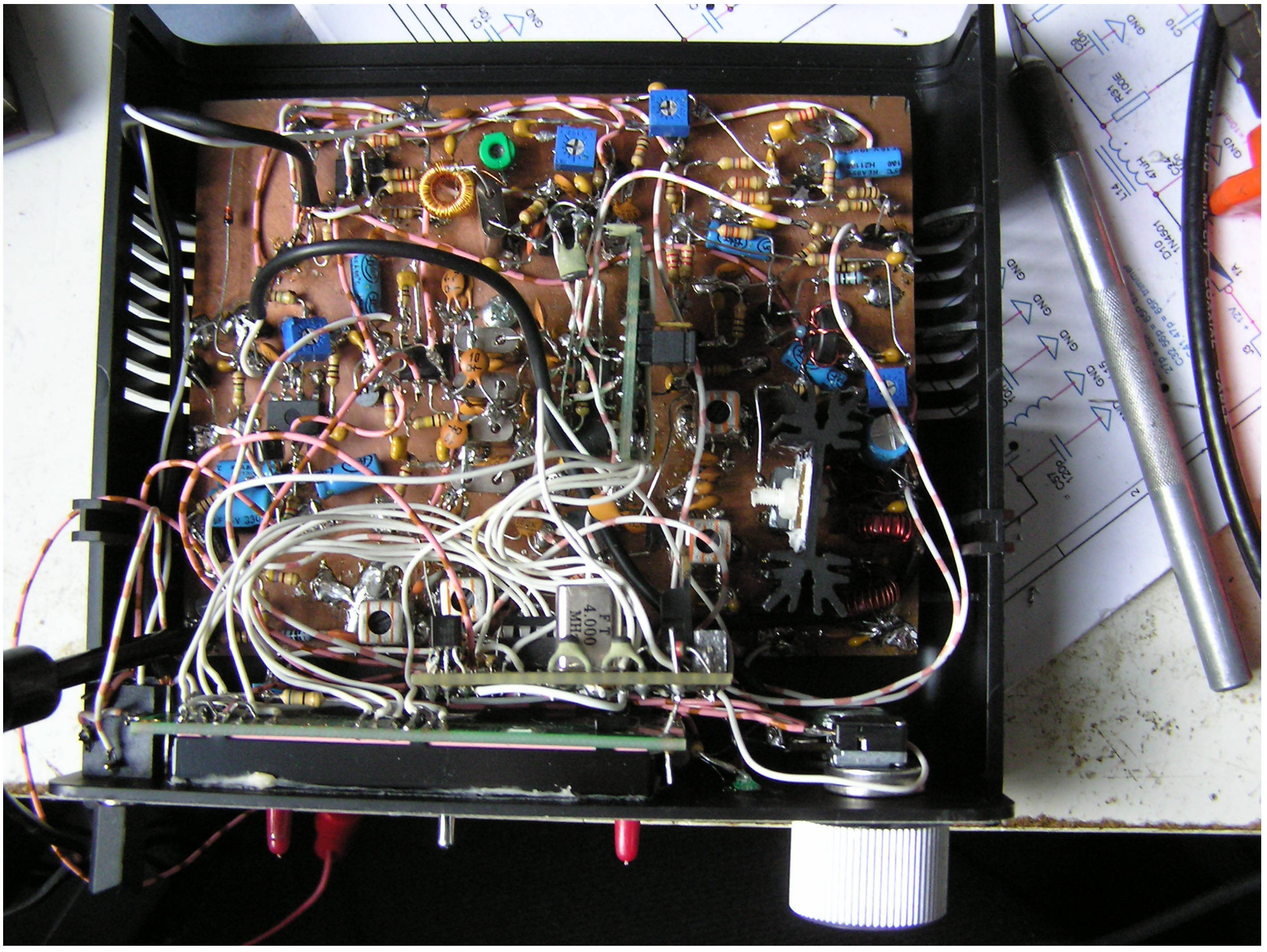
De transceiver in bedrijf. De C geeft aan dat hij in CW mode staat. Het display kostte €4 op de lichtmis...



Montage van de schakelaars, LEDs, potmeter, rotary encoder, display en connectoren voor key/mic en koptelefoon.



Zo ziet het er dan aan de voorzijde uit.



De set opgebouwd in dode kever methode. Let op de Si570 print die schuin links boven de koelplaat van de IRF510 eindtransistor rechtop staat. En direct achter het display zie je nog het printje met de microprocessor die de Si570 aanstuurt. Het display zelf zit met kit tegen de frontplaat gelijmd.